

Circuit arrangement for measuring the transmission quality of a digital test object

Patent number: DE3338193
Publication date: 1985-05-02
Inventor: SEDLMEYER ROBERT DIPL ING (DE)
Applicant: INST RUNDFUNKTECHNIK GMBH (DE)
Classification:
- **International:** G01R23/20
- **European:** G01R23/20; G01R27/28
Application number: DE19833338193 19831020
Priority number(s): DE19833338193 19831020

Abstract of DE3338193

In order to measure the transmission quality of a digital test object, a circuit arrangement is proposed in which a test signal is generated, said signal is passed to a test object and the signal transmitted by the test object is analyzed again. In this case, both the generation of a digital test signal and the analysis are carried out at the digital level. The digital test signal is transformed from the time domain into the frequency domain after passing through the test object and, if necessary, the original test signal, the DC voltage component and the distortion components are filtered out from the test signal which has been convolved in this way. Furthermore, the convolved test signal can be subjected to frequency analysis with respect to interference susceptibility, in the frequency domain, before or after filtering. Subsequently, the resulting signal is transformed back into the time domain and is supplied to a peak-value rectifier which is implemented by means of a specific computing function for the sample values of the digital test signal. Finally, the signal resulting from the peak-value rectification is supplied to a digital filter, which simulates a measuring element and is likewise implemented by means of a specific computing function.

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide



DEUTSCHES
PATENTAMT

- ⑳ Aktenzeichen: P 33 38 193.3
㉑ Anmeldetag: 20. 10. 83
㉒ Offenlegungstag: 2. 5. 85

DE 3338 193 A 1

㉑ Anmelder:

Institut für Rundfunktechnik GmbH, 8000 München,
DE

㉒ Erfinder:

Sedlmeyer, Robert, Dipl.-Ing.(FH), 8045 Ismaning,
DE

Behörden Eigentum

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

㉓ Schaltungsanordnung zum Messen der Übertragungsqualität eines digitalen Prüfobjektes

Zum Messen der Übertragungsqualität eines digitalen Prüfobjektes wird eine Schaltungsanordnung vorgeschlagen, bei welcher ein Prüfsignal erzeugt, dieses an ein Prüfobjekt weitergegeben und das vom Prüfobjekt übertragene Signal wieder analysiert wird. Dabei wird sowohl die Erzeugung eines digitalen Prüfsignals als auch die Analyse in der digitalen Ebene durchgeführt. Das digitale Prüfsignal wird nach Durchlaufen des Prüfobjektes aus der Zeitebene in die Frequenzebene transformiert und gegebenenfalls aus dem so gefalteten Prüfsignal das ursprüngliche Prüfsignal, die Gleichspannungskomponente und die Klirrkomponeuten ausgefiltert. Ferner kann das gefaltete Prüfsignal in der Frequenzebene vor oder nach der Filterung einer Frequenzbewertung in bezug auf die Störempfindlichkeit unterzogen werden. Anschließend wird das resultierende Signal in die Zeitebene rücktransformiert und einem Spitzenwertgleichrichter zugeführt, der durch eine bestimmte Rechenfunktion für die Abtastwerte des digitalen Prüfsignals realisiert ist. Schließlich wird das aus der Spitzenwertgleichrichtung resultierende Signal einem ein Meßwerk simulierenden digitalen Filter zugeführt, welches ebenfalls durch eine bestimmte Rechenfunktion realisiert ist.

DE 3338 193 A 1

1 INSTITUT FÜR RUNDFUNKTECHNIK
GMBH
8000 MÜNCHEN 45

REG. 694

5

SCHALTUNGSANORDNUNG ZUM MESSEN DER ÜBERTRA-
GUNGSQUALITÄT EINES DIGITALEN PRÜFOBJEKTES

10

PATENTANSPRÜCHE

1. Schaltungsanordnung zum Messen der Übertragungs-
15 qualität eines digitalen Prüfobjektes, bei welcher
ein Prüfsignal erzeugt, dieses an ein Prüfobjekt
weitergegeben und das vom Prüfobjekt übertragene
Signal wieder analysiert wird, d a d u r c h
g e k e n n z e i c h n e t , daß zur Messung
20 von Quantisierungsrauschen
- sowohl die Erzeugung eines digitalen Prüfsignals
als auch die Analyse in der digitalen Ebene durch-
geführt wird,
 - 25 - das digitale Prüfsignal nach Durchlaufen des Prüf-
objektes aus der Zeitebene in die Frequenzebene
transformiert wird und anschließend aus dem so ge-
falteten Prüfsignal das ursprüngliche Prüfsignal,
die Gleichspannungskomponente und die Klirrkomp-
30 nenten ausgefiltert werden,
 - das gefaltete Prüfsignal in der Frequenzebene vor
oder nach der Filterung einer Frequenz-Bewertung
in bezug auf die Störempfindlichkeit unterzogen wird,

35

- 1 - das gefilterte und bewertete Signal in die Zeit-
ebene rücktransformiert und einem Spitzenwert-
gleichrichter zugeführt wird, wobei der Spitzen-
wertgleichrichter durch folgende Rechenfunktion.
5 für die Abtastwerte des digitalen Prüfsignals
realisiert ist:

Für $|X_n| > Y_{n-1}$ gilt: $Y_n = |X_n| \cdot b_0 - Y_{n-1} \cdot a_1$;

10 oder näherungsweise (mit $a_1 \approx b_0 - 1$):

$$Y_n = Y_{n-1} + (|X_n| - Y_{n-1}) \cdot b_0;$$

für $|X_n| < Y_{n-1}$ gilt: $Y_n = Y_{n-1} \cdot a'_1$;

15

hierin bedeuten:

X_n die Abtastwerte vor dem Spitzenwert-
gleichrichter;

20

Y_n die Abtastwerte nach dem Spitzenwert-
gleichrichter;

a_1, b_0 und a'_1 Koeffizienten, die sich nach folgenden
Beziehungen errechnen:

25

$$a_1 = -e^{-\frac{1}{f_a} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right)};$$

$$b_0 = \frac{1}{\tau_1} \cdot \frac{1}{f_a};$$

30

$$a'_1 = -e^{-\left(\frac{1}{\tau_2} \cdot \frac{1}{f_a} \right)};$$

mit f_a = Abtastfrequenz

35

τ_1 = Ansprechzeit

τ_2 = Abfallzeit;

- 1 - und das aus der Spitzenwertgleichrichtung resul-
 tierende Signal einem ein Meßwerk simulierenden
 digitalen Filter zugeführt wird, welches durch
 folgende Rechenfunktion realisiert ist:

5

$$Y_n = X_n \cdot b'_0 - Y_{n-1} \cdot a'_1;$$

oder näherungsweise (mit $a'_1 \approx b'_0 - 1$):

10

$$Y_n = Y_{n-1} + (X_n - Y_{n-1}) \cdot b'_0;$$

hierin bedeuten:

15

$$b'_0 = \frac{1}{\tau} \cdot \frac{1}{f_a};$$

$$- \left(\frac{1}{f_a} \cdot \frac{1}{\tau} \right);$$

$$a'_1 = -e$$

20

mit τ = Zeitkonstante

X_n = die Abtastwerte vor dem digitalen Filter

Y_n = die Abtastwerte nach dem digitalen Filter.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekenn-
 zeichnet, daß ein in Zeitblöcke unterteiltes Prüf-
 signal verwendet wird, und daß nach erfolgtem Ein-
 schwingen des zu messenden digitalen Prüfobjektes
 der letzte Zeitblock des Prüfsignals vor der Trans-
 formation in die Frequenzebene selektiert, nach
 erfolgter Rücktransformation in die Zeitebene mehr-
 fach aneinandergesetzt und dem Spitzenwertgleich-
 richter zugeführt wird.
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch ge-
 kennzeichnet, daß ein in Zeitblöcke unterteiltes
 Prüfsignal verwendet wird, und daß nach erfolgtem

35

- 1 Einschwingen des zu messenden digitalen Prüfobjektes
mehrere Zeitblöcke vom Ende des Prüfsignals vor der
Transformation in die Frequenzebene selektiert, nach
erfolgter Rücktransformation in die Zeitebene gege-
5 benenfalls überlappend aneinandergefügt und dem
Spitzenwertgleichrichter zugeführt werden.
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch ge-
kennzeichnet, daß zur Messung des sogenannten Leer-
10 kanalgeräusches anstelle des Quantisierungsrauschens
ein Prüfsignal verwendet wird, das dem dauernden
Abtastwert Null entspricht und daß das Ausfiltern
von Prüfsignal und Klirrkomponenten in der Frequenz-
ebene weggelassen wird.
- 15 5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch ge-
kennzeichnet, daß zur Messung der sogenannten
Distortion anstelle des Quantisierungsrauschens
aus den einzelnen Spektralkomponenten des nach der
20 Ausfilterung des ursprünglichen Prüfsignals vor-
handenen Signals der quadratische Mittelwert ge-
bildet wird, welcher den Meßwert für die Distortion
darstellt.

25

30

35

1 INSTITUT FÜR RUNDFUNKTECHNIK
GMBH
8000 MÜNCHEN 45

REG. 694

5

BESCHREIBUNG

- 10 Die Erfindung bezieht sich auf einen digital arbeitenden Geräuschspannungsmesser für ein digitales Prüfobjekt gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

- Die Geräuschspannungsmessung von Quantisierungsrauschen
15 an digitalen Prüfobjekten, wie beispielsweise Audiogeräten, wird bisher nur im analogen Bereich vorgenommen. Dazu wird üblicherweise eine analoge Sinusschwingung großer Reinheit erzeugt, die über einen Analog/Digital-Wandler dem Prüfobjekt in Form von digitalen Abtastwerten
20 zugeführt wird. Nach Passieren des Prüfobjektes werden die Abtastwerte durch einen Digital/Analog-Wandler wieder in ein analoges Signal rückgewandelt und mit Hilfe eines Hochpaßfilters das ursprüngliche Prüfsignal und dessen Klirrkompenten ausgefiltert. Anschließend wird
25 das verbleibende Geräuschsignal mit einem konventionellen, analogen Geräuschspannungsmesser, welcher ein Störbewertungsfilter und einen Spitzenwertgleichrichter enthält, gemessen. Man erhält dabei den bewerteten Quasi-Spitzenwert der Geräuschspannung nach CCIR Rec. 468/3.

- 30 Zur Messung der sogenannten Distortion wird genauso vorgegangen, nur das Ausfiltern des ursprünglichen Prüfsignals und dessen Klirrkompenten kann entfallen, da anstatt des Geräuschspannungsmessers ein sogenannter
35 Distortionanalysator verwendet wird, der das ursprüng-

- 1 liche Prüfungssignal ausfiltert und aus dem verbleibenden
Signal den Distortionmeßwert gewinnt.

Diese Vorgehensweise erlaubt es jedoch nicht, rein digi-
5 tal arbeitende Geräte, wie beispielsweise Abtastraten-
Wandler oder digitale Mischpulte, zu messen, ohne dabei
Analog/Digital- sowie Digital/Analog-Wandler mitzumessen,
die mit ihren Geräusch- bzw. Distortionwerten oft weit
10 schlechter sind als das eigentliche Prüfobjekt. Es wäre
daher erwünscht, solche Messungen mit einem rein digital
arbeitenden Distortion- und Geräuschspannungsmesser ohne
Zuhilfenahme von Analog/Digital- und Digital/Analog-
Wandlern durchzuführen. Auch die Messung von Geräten,
15 die selbst Analog/Digital- und Digital/Analog-Wandler
enthalten, könnte bei Verwendung einer rein digitalen
Meßmethode leichter und mit geringerem Aufwand vorge-
nommen werden. Ein automatischer Selbsttest von Geräten
wäre mit einer solchen Meßmethode leicht erzielbar.

- 20 Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht demgemäß
darin, einen digital arbeitenden Geräuschspannungs-
messer der eingangs erwähnten Art zu schaffen, welcher
keinerlei Analog/Digital- und Digital/Analog-Wandler
zur Messung benötigt und damit eine exaktere Messung
25 des eigentlichen digitalen Prüfobjektes ermöglicht.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch die kennzeich-
nenden Merkmale des Patentanspruchs 1 gelöst. Vorteil-
hafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen des Geräusch-
30 spannungsmessers nach Anspruch 1 ergeben sich aus den
Unteransprüchen.

Die Erfindung wird nachstehend anhand eines Ausführungs-
beispiels in den Zeichnungen näher erläutert. Es zeigt:

- 1 Fig. 1 ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen
 Geräuschspannungsmessers;
- 5 Fig. 2 eine vereinfachte Darstellung des Block-
 schaltbildes nach Fig. 1, wobei zwischen
 den einzelnen Schaltungsblöcken die jeweili-
 gen Signale schematisch in Form von Zeit-
 blöcken gezeigt sind und zur Analyse nur
 der letzte Zeitblock des Prüfsignals ver-
10 wendet wird;
- Fig. 3 eine ähnliche Darstellung wie in Fig. 2,
 wobei jedoch mehrere Zeitblöcke des Prüf-
 signals zur Analyse verwendet werden;
- 15 Fig. 4 ein Blockschaltbild wie in Fig. 1, jedoch
 ohne die zur Leerkanalgeräuschmessung nicht
 benötigten Schaltungsblöcke zur Durchführung
 der Bearbeitungsschritte "Prüfsignal aus-
20 filtern" und "Klirrkomponenten ausfiltern",
 und
- Fig. 5 ein Blockschaltbild wie in Fig. 1, jedoch
 mit zusätzlichen Schaltungsblöcken zur Ge-
25 winnung eines Distortion-Meßwertes.

Das in Fig. 1 veranschaulichte Blockschaltbild umfaßt
einen Prüfsignalgenerator 1, welcher ein in Fig. 2
schematisch in Form von Zeitblöcken gezeigtes Prüf-
30 signal 101 erzeugt. Das Prüfsignal 101 besteht aus
einer Folge digitaler Abtastwerte, welche das Abbild
einer Sinusschwingung darstellen. Das Prüfsignal 101
wird, wie aus Fig. 1 weiter hervorgeht, an ein Prüf-
objekt 2 weitergeleitet, welches beispielsweise ein
35 digitales Mischpult sein kann. Das mit Geräuschkomponenten

1 beaufschlagte Signal 102 (Fig. 2) am Ausgang des Prüf-
objektes 2 wird in einem Fourier-Wandler 3 einer Fast-
Fourier-Transformation unterzogen, wodurch man eine
Abbildung des bislang als Zeitfunktion vorliegenden
5 Signals 102 in die Frequenzebene erhält, wie in Fig. 1
durch eine gestrichelte Trennlinie angedeutet ist.
In der Frequenzebene lassen sich auf einfache Weise
die Gleichspannungskomponente, das ursprüngliche Prüf-
signal 101 sowie die Klirrkompenten entfernen, was
10 mittels Filter 4, 5 und 6 erfolgt. Die Filter 4, 5
und 6 haben praktisch die Charakteristik eines idealen
Notch-Filters. Die verbleibenden Geräuschkompenten
stellen das weiter zu verarbeitende Signal dar und
werden anschließend in einem digitalen Störbewertungs-
15 filter 7 gemäß CCIR Rec. 468/3 spektral gefärbt. Nach
einer Fast-Fourier-Rücktransformation mittels des ^{Fourier-}Wand-
lers 8 stehen sie wieder als digitale Abtastwerte in
der Zeitebene zur Verfügung. Im nächsten Verarbeitungs-
schritt wird das rücktransformierte Signal 103 über
20 einen digitalen Spitzenwertgleichrichter 9 geführt und
anschließend in einer digitalen Schaltung 10 zur Simu-
lation des Einschwingverhaltens von analogen Meßgeräten
so verarbeitet, daß man nach einer Mittelung mit Hilfe
eines Mittelwertbildners 11 einen Meßwert erhält, der
25 dem Geräuschspannungsmeßwert bei einer analogen Messung
vergleichbar ist. Dieser Meßwert wird von der Meßwert-
ausgabe 12 ausgegeben.

Der Spitzenwertgleichrichter 9, der sich bei der kon-
30 ventionellen, analogen Messung im analog arbeitenden
Geräuschspannungsmesser befindet, wird vorliegend in
der digitalen Ebene durch einen Rechner realisiert,
welcher das nachstehend erläuterte Rechenprogramm
durchführt. Dabei wird der Betrag des digitalen Ab-
35 tastwertes X_n vor dem Spitzenwertgleichrichter 9 auf

- 1 seine Größe gegenüber dem vorangegangenen Abtastwert
 Y_{n-1} am Ausgang des Spitzenwertgleichrichters 9 ver-
 glichen. In Abhängigkeit von diesem Vergleich wird der
 Abtastwert X_n einer digitalen Filterung gemäß der Rechen-
 5 vorschrift $Y_n = X_n \cdot b_0 - Y_{n-1} \cdot a_1$ oder einer digitalen Fil-
 terung entsprechend der Rechenvorschrift $Y_n = Y_{n-1} \cdot a'_1$
 zugeführt.

- Die Koeffizienten a_1 , a'_1 und b_0 der erwähnten Rechen-
 10 vorschriften ergeben sich dabei entsprechend den Funktionen:

$$a_1 = -e^{-\frac{1}{f_a} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right)} ;$$

$$15 \quad a'_1 = -e^{-\left(\frac{1}{\tau_2} \cdot \frac{1}{f_a} \right)} ;$$

$$b_0 = \frac{1}{\tau_1} \cdot \frac{1}{f_a} ,$$

- 20 wobei f_a die Abtastfrequenz, τ_1 die Ansprechzeit von
 beispielsweise 1 ms und τ_2 die Abfallzeit von beispiels-
 weise 250 ms des Spitzenwertgleichrichters 9 bedeuten.

- Unter Zugrundelegung der Näherung $a_1 \approx b_0 - 1$ läßt sich
 25 die Rechenvorschrift für die erstgenannte digitale
 Filterung vereinfachen zu:

$$Y_n = Y_{n-1} + (X_n - Y_{n-1}) \cdot b_0 .$$

- 30 Die Schaltung 10 zur Simulation des Einschwingver-
 haltens von analogen Meßgeräten wird in der digitalen
 Ebene durch ein digitales Filter realisiert, welches
 der Rechenvorschrift $Y_n = X_n \cdot b'_0 - Y_{n-1} \cdot a'_1$ genügt.
 Unter Zugrundelegung der Näherung $a'_1 \approx b'_0 - 1$ läßt
 sich diese Rechenvorschrift vereinfachen zu:

35

$$1 \quad Y_n = Y_{n-1} + (X_n - Y_{n-1}) \cdot b'_0.$$

Die Koeffizienten a'_1 und b'_0 berechnen sich gemäß den Gleichungen:

$$5 \quad a'_1 = -e^{-\left(\frac{1}{f_a} \cdot \frac{1}{\tau}\right)} \text{ und } b'_0 = \frac{1}{\tau} \cdot \frac{1}{f_a},$$

wobei f_a wiederum die Abtastfrequenz bedeutet und τ mit einem beispielsweise Wert von 140 ms die Zeitkonstante des erwähnten Filters darstellt.

In Fig. 2 wird das für den Geräuschspannungsmesser gemäß Fig. 1 vorteilhafte Verfahren der Aufteilung der digitalen Ausgangssignale in Zeitblöcke schematisch dargestellt. Durch diese Zeitblockbildung vereinfacht sich sowohl die Erzeugung des Prüfsignals 101 als auch dessen Analyse nach Durchlaufen des Prüfobjektes 2. Zur Erzeugung des Prüfsignals 101 wird in dem Prüfsignalgenerator 1 ein einziger Zeitblock 101a berechnet, der n -mal vervielfältigt wird, so daß sich das Prüfsignal 101 aus n gleichen Zeitblöcken 101a zusammensetzt. Der letzte Zeitblock des Prüfsignals 101 ist dementsprechend in Fig. 2 mit 101n bezeichnet. Für die Analyse des mit Geräusch beaufschlagten Prüfsignals am Ausgang des Prüfobjektes 2, das in Fig. 2 mit 102 bezeichnet ist, wird bei einer bevorzugten Ausführungsform nur ein einziger Zeitblock, und zwar der letzte Zeitblock 102n der Zeitblocksequenz verwendet, da zumindest bei dem letzten Zeitblock die Annahme gerechtfertigt ist, daß das Prüfobjekt 2 auf das Prüfsignal 101 eingeschwungen ist. Der letzte Zeitblock 102n kann mit Hilfe des Fourier-Wandlers 3, der eine Fast-Fourier-Transformation durchführt, leicht in die Frequenzebene umgewandelt bzw. gefaltet werden, in der Frequenzebene mittels der Filter 4 bis 7 weiter bearbeitet und anschließend mittels

1 eines weiteren Fourier-Wandlers 8 in die Zeitebene rück-
gewandelt werden. Der resultierende Zeitblock 103 am Aus-
gang des Fourier-Wandlers 8 wird innerhalb des Spitzen-
wertgleichrichters vor einer Weiterverarbeitung zunächst
5 vervielfacht und die hierdurch entstandenen m -Zeitblöcke
unter Bildung des Signals 104 zyklisch aneinandergesetzt.
Die Zahl m ist so gewählt, daß für die weiteren Analyse-
schritte in den Schaltungsblöcken 9 bis 11 gemäß Fig. 1
ein Signal 104 mit genügend großer Länge vorhanden ist.

10 Alternativ zu der vorstehend erläuterten Verwendung
nur des letzten Zeitblockes 102n für die nachfolgende
Analyse kann, wie in Fig. 3 veranschaulicht ist, fol-
gende Vorgehensweise erfolgen: Zunächst wird in gleicher
15 Weise wie gemäß Fig. 2 das Prüfsignal 101 durch Ver-
vielfältigung eines Zeitblockes 101a und dessen zykli-
sche Aneinanderreihung gebildet. Das mit Geräusch ver-
sehene Prüfsignal am Ausgang des Prüfobjektes 2, wel-
ches aus einer Folge diskreter Abtastwerte besteht,
20 wird nunmehr so unterteilt, daß zusätzlich zu der Zeit-
blocksequenz 102a bis 102n eine versetzte Zeitblock-
sequenz 102a' bis 102n' vorhanden ist. Die Zeitblöcke
der versetzten Zeitblocksequenz bestehen jeweils zur
Hälfte aus einem Zeitblock der nicht-versetzten Zeit-
25 blocksequenz 102a bis 102n und zur Hälfte aus dem
darauffolgenden Zeitblock der nicht-versetzten Zeit-
blocksequenz 102a bis 102n. Für die anschließende Analyse
werden sowohl von der nicht-versetzten Zeitblocksequenz
102a bis 102n als auch von der versetzten Zeitblock-
30 sequenz 102a' bis 102n' mehrere letzte Zeitblöcke
verwendet.

Jeder dieser weiterverwendeten letzten Zeitblöcke so-
wohl von der nicht-versetzten Zeitblocksequenz 102a
bis 102n als auch von der versetzten Zeitblocksequenz
35 102a' bis 102n' lassen sich nunmehr erstmals einer

1 Fensterung 13 im Zeitbereich in einer dem Fourier-Wandler 3
(Fig. 1) vorgeschalteten Verarbeitungsstufe unterziehen,
um dann ebenfalls einzeln den Bearbeitungsschritten im
Frequenzbereich (Blöcke 3 bis 8 in Fig. 1) unterzogen
5 zu werden, wie dies in Fig. 3 angedeutet ist. Bei der
erwähnten Fensterung werden die Abtastwerte jedes be-
trachteten Zeitblockes mit einem Faktor multipliziert,
welcher - über die Folge der Abtastwerte gesehen -
beispielsweise einer Hanning-Kurve folgt. Bei der an-
10 schließenden Fast-Fourier-Transformation der so be-
werteten Abtastwerte jedes betrachteten Zeitblockes
ist sichergestellt, daß das aus den einzelnen, anein-
andergereihten Blöcken bestehende Gesamtsignal an den
Blockgrenzen keine Sprungstellen aufweist, da dort die
15 Hanning-Funktion die Werte Null besitzt. Durch die
Gewähr fehlender Sprungstellen an den Blockgrenzen
läßt sich eine störungsfreie Fast-Fourier-Transforma-
tion für die einzelnen Blöcke und damit für das Gesamt-
signal sicherstellen.

20 Von den in die Zeitebene rückgewandelten, einzelnen
Zeitblöcken $106n-2$ bis $106n$ und $106n-2$ bis $106n'$
werden nur die Mittelteile verwendet und zu einem
neuen Signal 107 zusammengefügt, das dann den weiteren
25 Verarbeitungsschritten im Zeitbereich (Blöcke 9 bis 11
in Fig. 1) unterzogen wird. Die weiterverwendeten Mittel-
teile entsprechen denjenigen Abtastwerten, welche mit
dem ebenen Teil der Hanning-Kurve gefenstert wurden,
so daß die Abtastwerte des Signals 107 etwa gleiche
30 Bewertungsfaktoren der Fensterung haben.

Der in Fig. 1 veranschaulichte Geräuschspannungsmesser
läßt sich auf einfache Weise auch dahingehend modi-
fizieren, daß anstelle von Quantisierungsrauschen das
35 Leerkanalgeräusch gemessen werden kann. Wie hierzu aus

- 1 Fig. 4 hervorgeht, brauchen lediglich die Blöcke 5 und 6
 in Fig. 1 weggelassen und ein anderes Prüfsignal ver-
 wendet zu werden. Das dabei verwendete Prüfsignal ent-
 spricht dem dauernden Abtastwert "Null". Ansonsten er-
 5 folgen, wie aus einem Vergleich der Fign. 4 und 1 er-
 sichtlich ist, alle übrigen bereits erläuterten Analyse-
 schritte.

- Um anstelle des Quantisierungsrauschens die Distortion
 10 zu messen, kann die in Fig. 5 dargestellte Abwandlung
 der Schaltungsanordnung nach Fig. 1 vorgesehen werden.
 Wie aus einem Vergleich der Fign. 5 und 1 hervorgeht,
 werden die Blöcke 6 bis 11 in Fig. 1 durch einen Schal-
 tungsblock 14 ersetzt, in welchem die einzelnen Fre-
 15 quenzkomponenten des Signals am Ausgang des Filters 5
 quadratisch gemäß folgender Funktion gemittelt werden:

$$D = \frac{f_{k_1}^2 + f_{k_2}^2 + \dots + f_{k_m}^2}{f_{k_{URSPR}}^2},$$

wobei

- D den Distortions-Meßwert,
 25 f_{k_1} bis f_{k_m} die Frequenzkomponenten des Signals
 am Ausgang des Filters 5, und
 $f_{k_{URSPR}}$ die Frequenzkomponenten des ur-
 sprünglichen Prüfsignals am Aus-
 30 gang des Prüfsignalgenerators 1
 bezeichnen.

14.

- Leerseite -

2000

19.

Nummer:
Int. Cl.³:
Anmeldetag:
Offenlegungstag:

33 38 193
G 01 R 23/20
20. Oktober 19
2. Mai 1985

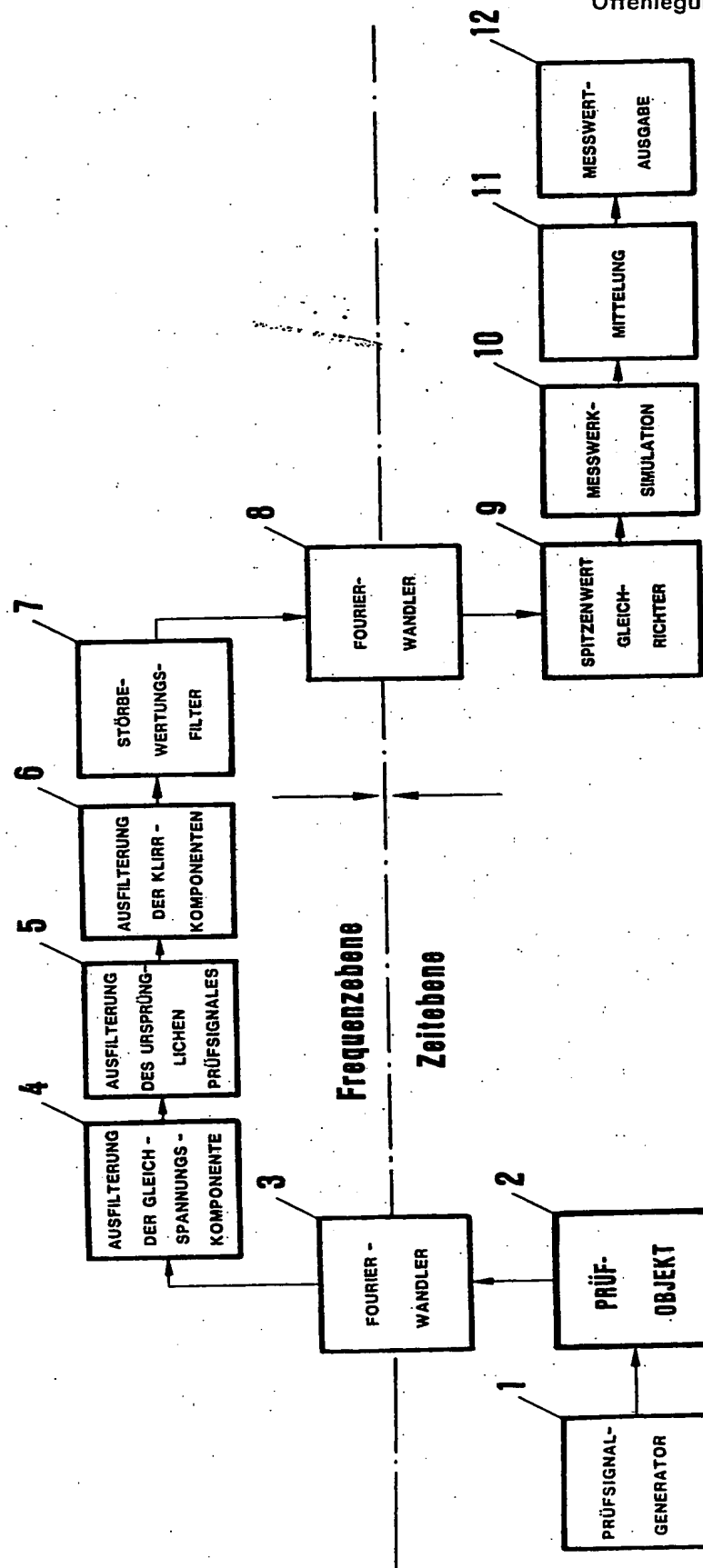


Fig. 1

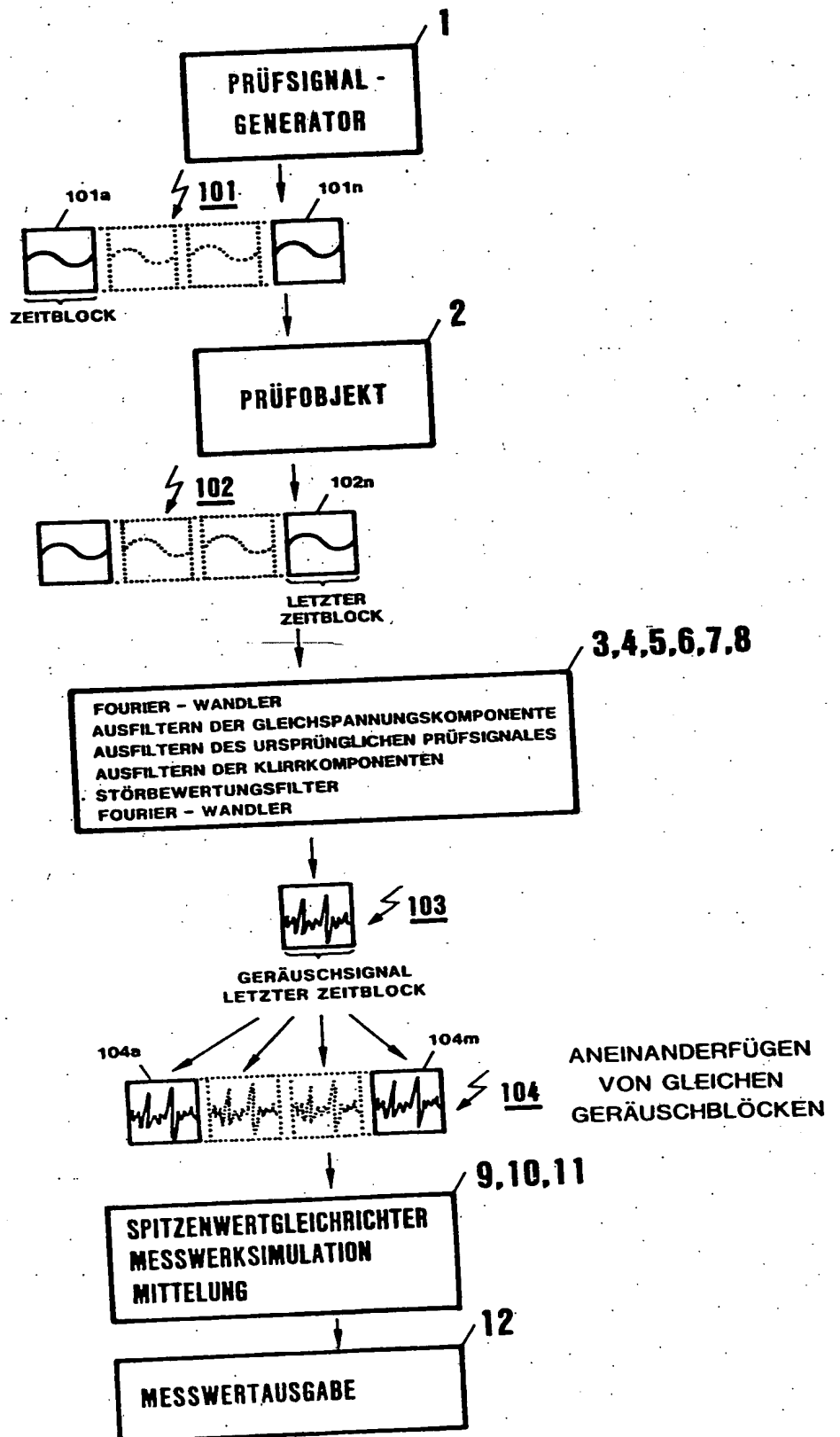


Fig. 2

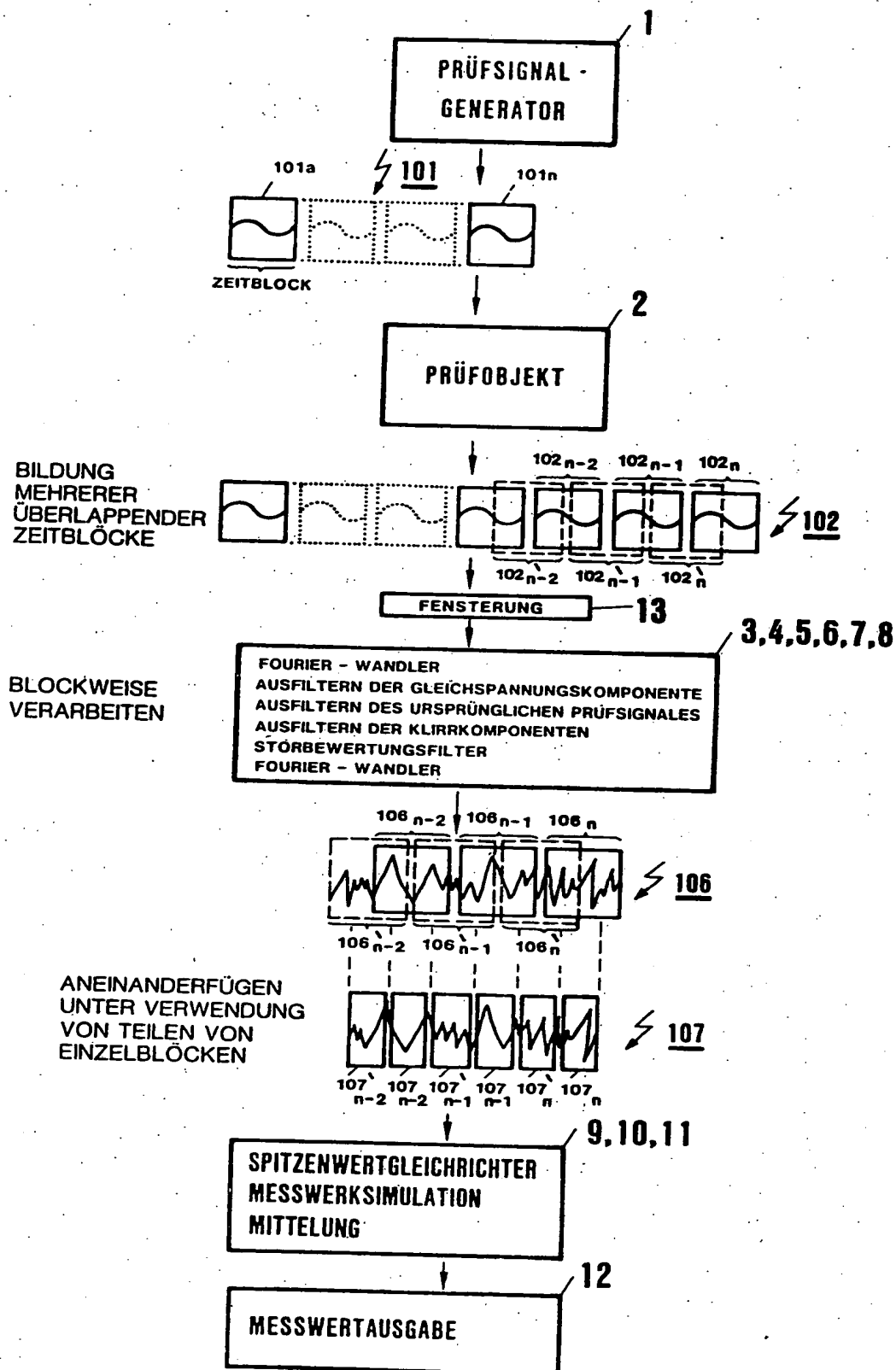


Fig. 3

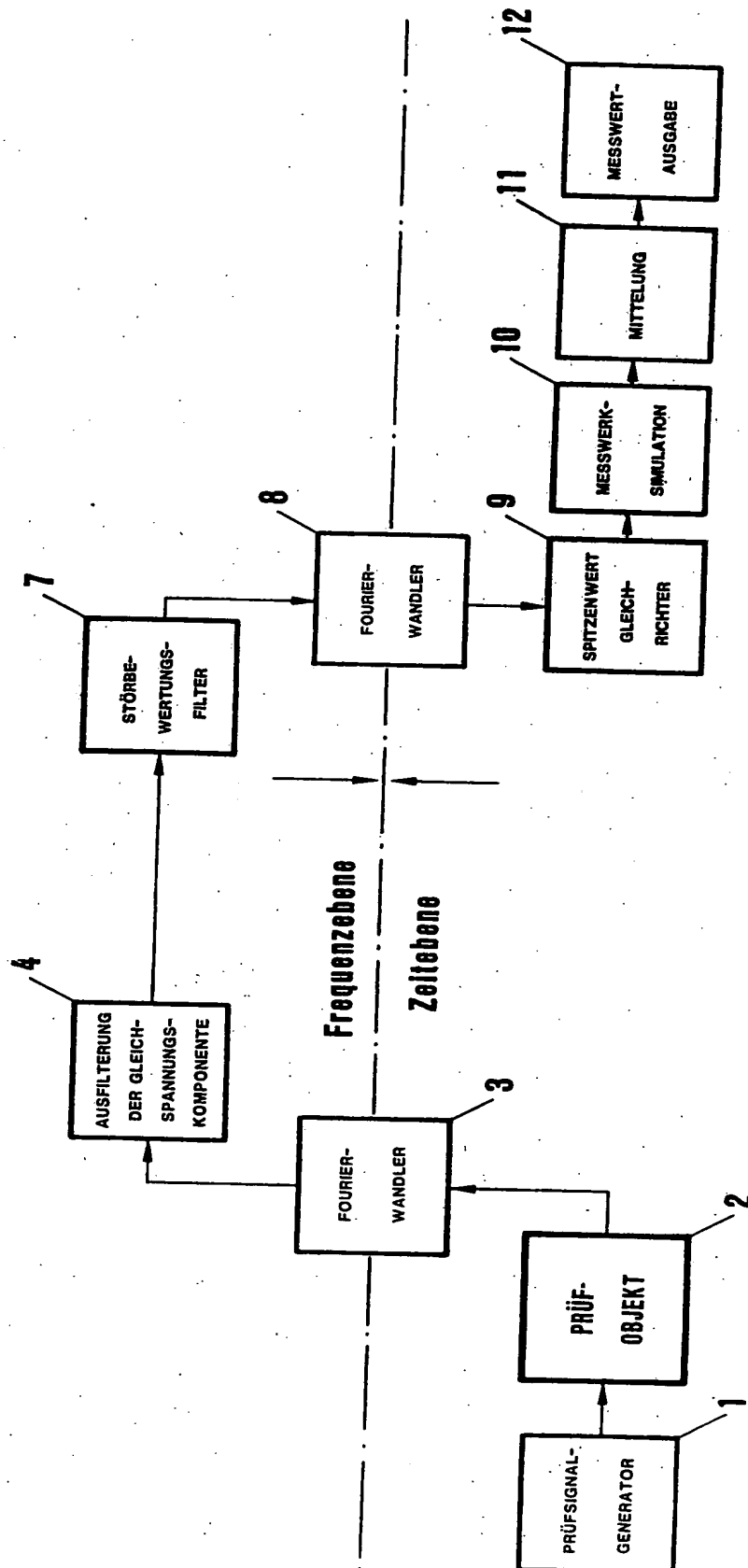


Fig. 4

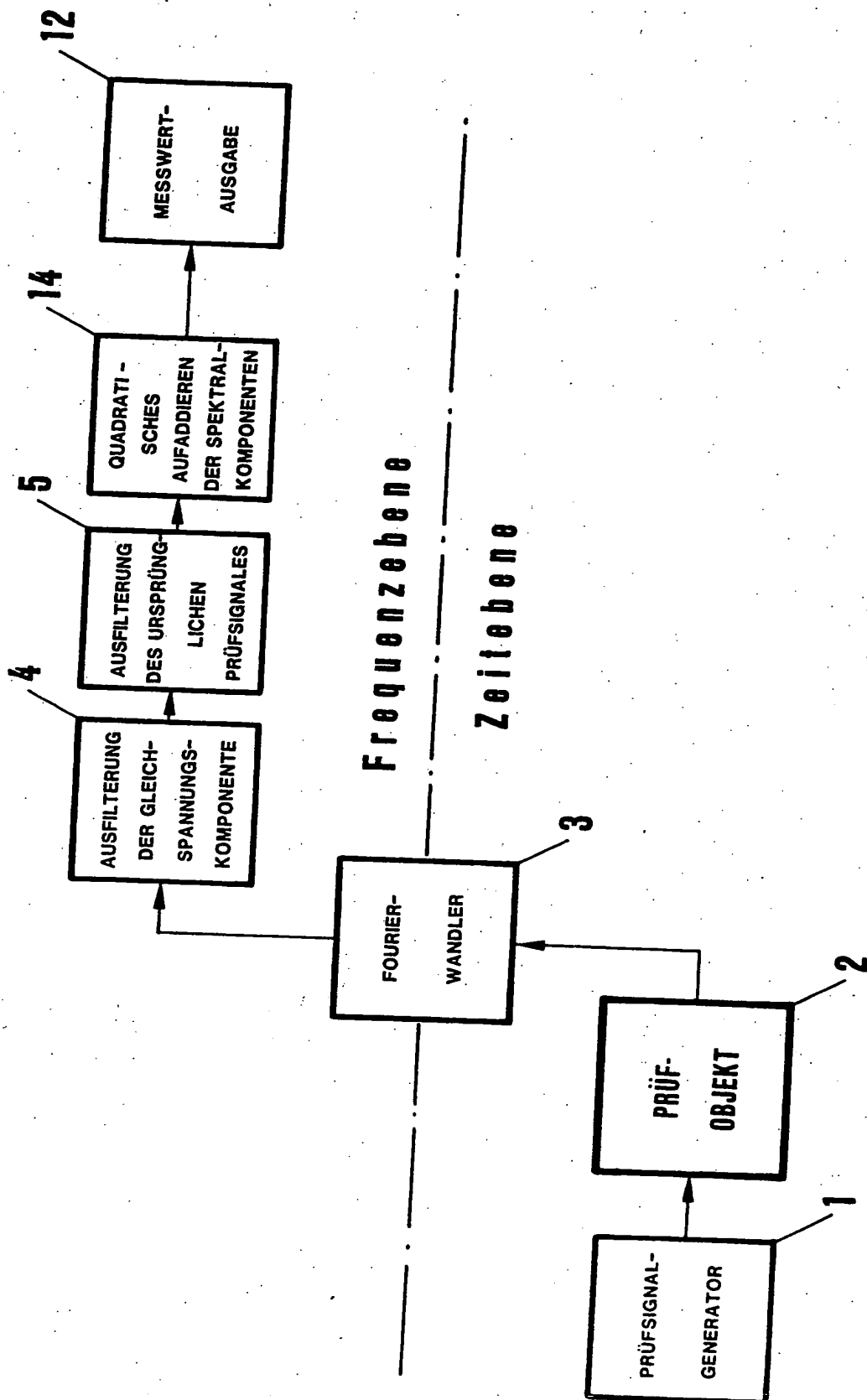


Fig. 5